



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenl gungsschrift
⑩ DE 42 01 183 A 1

⑤① Int. Cl.⁵:
H 01 L 29/91

②① Aktenzeichen: P 42 01 183.3
②② Anmeldetag: 17. 1. 92
②③ Offenlegungstag: 22. 7. 93

DE 42 01 183 A 1

⑦① Anmelder:
eupec Europäische Gesellschaft für
Leistungshalbleiter mbH + Co.KG, 4788 Warstein,
DE; Daimler-Benz Aktiengesellschaft, 7000 Stuttgart,
DE

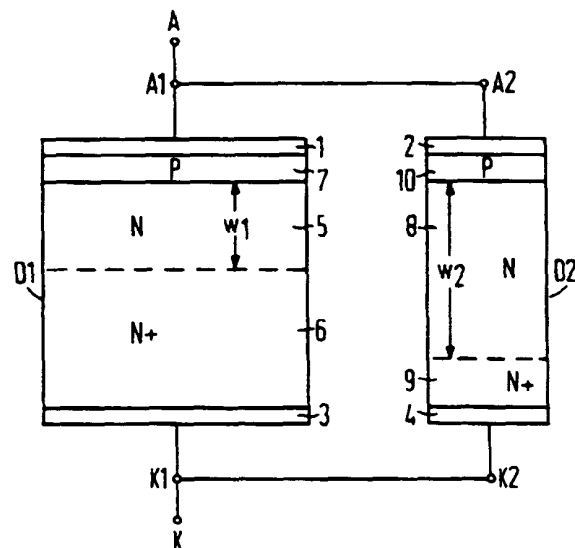
⑦④ Vertreter:
Fuchs, F., Dr.-Ing., Pat.-Anw., 8000 München

⑦② Erfinder:
Schlangenotto, Heinrich, Dr.rer.nat., 6078
Neu-Isenburg, DE; Sommer, Karl Heinz, Dr.rer.nat.;
Kaußen, Franz, Dr.rer.nat., 4788 Warstein, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Leistungsdiode

⑤⑦ Die Abschalteigenschaften einer Leistungsdiode werden dahingehend verbessert, daß sie bei gleicher Durchlaßspannung und gleichem soft-recovery-Verhalten eine verminderte Rückstromspitze hat. Dies wird durch Aufteilen in zwei Teildioden (D1, D2) erreicht, von denen die erste eine Innenzonendicke aufweist, die auf die Sperrspannung abgestimmt ist. Die Innenzonendicke der zweiten Teildiode (D2) ist zur Erzielung eines soft-recovery-Verhaltens mindestens um den Faktor 1,4 größer. Die Flächen und die Minoritätsträger-Lebensdauern beider Teildioden (D1, D2) sind derart aufeinander abgestimmt, daß der Durchlaßstrom der ersten Teildiode (D1) mindestens um den Faktor zwei größer ist als der der zweiten.



DE 42 01 183 A 1

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Leistungsdiode mit mindestens einem Halbleiterkörper, der eine Innenzone vom ersten Leitfähigkeitstyp und gegebener Dotierungshöhe hat, eine Katodenzone vom ersten Leitfähigkeitstyp und höherer Dotierung als die Innenzone, eine Anodenzone vom entgegengesetzten zweiten Leitfähigkeitstyp und höherer Dotierung als die Innenzone und bei dem die Innenzone mindestens zwei Bereiche hat, von denen der erste eine erste vorgegebene Dicke und der zweite eine zweite, größere Dicke aufweist. Eine solche Leistungsdiode ist z. B. im US-Patent 45 87 547 beschrieben worden.

Gleichrichterioden für die Leistungselektronik haben eine PNN⁺-Dotierungsstruktur, bestehen also aus einer in der Mitte liegenden, schwach dotierten Innenzone, die im allgemeinen N-Leitfähigkeit besitzt, und zwei sich außen anschließenden höher dotierten Zonen vom P- bzw. N-Leitfähigkeitstyp. Schnelle Dioden werden außerdem mit Rekombinationszentren wie Gold, Platin dotiert oder es werden durch Elektronen- oder Gammastrahlung Gitterdefekte erzeugt, um die Ladungsträgerlebensdauer zu erniedrigen und dadurch die dynamischen Eigenschaften zu verbessern. Von schnellen Leistungsdioden wird vor allem gefordert, daß bei Kommutierung aus dem Durchlaßzustand das Rückstrommaximum klein sein und der Abfall des Rückstroms nach dem Rückstrommaximum mit nicht zu großer Steilheit erfolgen soll (weiches Rückwärtserholungs- oder Soft-Recovery-Verhalten). Durchlaßspannung und Sperrstrom dürfen dabei bestimmte Werte nicht überschreiten.

Ein bekanntes Verfahren, das Recovery-Verhalten bis zu einem gewissen Grade weich zu machen, besteht darin, die Basiszone wesentlich dicker einzustellen als es für das gewünschte Sperrvermögen erforderlich ist. Dadurch wird erreicht, daß zum Zeitpunkt der Rückstromspitze und des darauf folgenden Maximums der Rückwärtsspannung noch soviel Ladungsträger in der Struktur vorhanden sind, daß ein Abreißen des Rückstroms vermieden wird. Jedoch ist der Grad des Soft-Recovery-Verhaltens, das so erreicht wird, noch relativ gering. Ein mindestens ebenso großer Nachteil dieser Methode besteht aber darin, daß durch die Vergrößerung der Basisdicke der maximale Rückstrom i_{RM} stark erhöht wird, wenn die Durchlaßspannung U_F unverändert bleiben soll bzw. sich ein größerer U_F Wert ergibt, wenn i_{RM} unverändert bleiben soll. Beides ist unerwünscht.

Es ist weiter bekannt, daß man ein weicherer Recovery-Verhalten und gleichzeitig eine kleinere Rückstromspitze erreichen kann, indem man die integrale Dotierung der P-Zone, die üblicherweise in der Größenordnung $10^{16}/\text{cm}^2$ liegt, bis auf eine Untergrenze von etwa $1 \cdot 10^{13}/\text{cm}^2$ reduziert. Dabei werden vorteilhaft hoch dotierte P⁺-Inseln in die P-Zone eingefügt, um die Durchlaßspannung bei hohen Strömen klein zu halten (man vgl. DE-A-36 33 161). Auch bei diesem Verfahren muß die Basisdicke größer gewählt werden, als für das angestrebte Sperrvermögen erforderlich ist, da sonst die Speicherladung vorzeitig ausgeräumt wird und der Rückstrom hart abreißt. Die Vergrößerung der Basisdicke ist auch hier mit einer Erhöhung der Rückstromspitze bzw. von U_F verbunden.

Zur Verbesserung des Recovery-Verhaltens von Leistungsdioden wird in der EP-A-00 90 722 eine Halbleiterstruktur beschrieben, bei welcher zwischen der schwach dotierten n-leitenden Basiszone und dem hoch dotierten N⁺-Gebiet eine N-Zone mittlerer Dotierungskonzentration angeordnet ist, die in dem Bereich 10^{14} bis $10^{16}/\text{cm}^3$ liegt. Hierdurch kann ebenfalls eine relativ kleine Rückstromspitze und ein weiches Recovery-Verhalten erzielt werden. Jedoch ist für die Herstellung einer solchen Struktur ein zweistufiger Epitaxie-Prozeß erforderlich, der bei höher sperrenden Dioden hohe Kosten verursacht. Außerdem ist das Recovery-Verhalten noch nicht so gut, wie es für viele Anwendungen gewünscht wird.

Die bekannten Dioden besitzen auch den Nachteil, daß sie in der Regel ihre Funktionsfähigkeit verlieren, wenn die Spannung während einer schnellen Kommutierung in die Nähe der Durchbruchspannung kommt. Durch hochfrequente Schwingungen und elektromagnetische Interferenz werden dabei auch andere Bauelemente in der Schaltung gefährdet.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, das Recovery-Verhalten von Leistungsdioden weiter zu verbessern. Insbesondere soll der maximale Rückstrom ohne Beeinträchtigung des Soft-Recovery-Verhaltens über das bisher erreichte Maß hinaus reduziert werden. Außerdem soll eine Zerstörung der Bauelemente verhindert werden, wenn die Spannung beim Kommutieren in den Durchbruchbereich kommt, d. h. es soll Durchbruchoder Avalanche-festigkeit erreicht werden.

Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, daß die Dicke des ersten Bereichs nach der geforderten Sperrspannung dimensioniert ist, daß der zweite Bereich mindestens um den Faktor 1,4 dicker ist, und daß die Fläche und/oder die Minoritätsträgerlebensdauer der die ersten und zweiten Bereiche enthaltenden ersten bzw. zweiten Teildioden so bemessen ist, daß der durch die erste Teildiode fließende Strom in der Durchlaßphase mindestens um den Faktor 2 größer ist als der durch die zweite Teildiode fließende Strom.

Die Erfindung wird anhand von Ausführungsbeispielen in Verbindung mit den Fig. 1—10 näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 das Prinzip der Erfindung

Fig. 2 eine Schaltungsanordnung zur Erläuterung des Kommutierungsvorgangs bei einer Diode gemäß Erfindung

Fig. 3 ein Diagramm zur Erläuterung des Kommutierungsvorgangs

Fig. 4 eine Gegenüberstellung des Kommutierungsvorgangs bei Dioden nach Stand der Technik und nach der Erfindung

Fig. 5 die Dotierungs- und Ladungsträgerkonzentrationen bei einem Ausführungsbeispiel

Fig. 6 einen möglichen mechanischen Aufbau einer Diode

Fig. 7 ein Diagramm zur Erläuterung des Kommutierungsvorgangs, wenn in einer Teildiode die Durchbruchspannung erreicht wird

Fig. 8 einen Schnitt durch ein erstes Ausführungsbeispiel

Fig. 9 Verfahrensschritte zum Herstellen des Ausführungsbeispiels nach Fig. 8

Fig. 10 einen Schnitt durch ein zweites Ausführungsbeispiel.

In Fig. 1 ist zur Erläuterung des Erfindungsprinzips eine Diode dargestellt, die in zwei Teildioden D1, D2 unterteilt ist, die beide eine PNN⁺-Zonenfolge bilden. Die N-dotierte Innenzone 5 der Teildiode D1 hat eine geringe Dicke w₁, die Innenzone 8 der Teildiode D2 hat eine größere Dicke w₂. Die N⁺-Zonen 6, 9 der Teildioden sind zur ohmschen Kontaktierung mit Metallschichten 3, 4 versehen. Diese sind mit Katodenanschlüssen K1 und K2 verbunden, welche zur Katode K der Diodeneinheit führen. Ebenso sind die P-Zonen 7, 10 in ohmscher Weise mit Metallschichten 1, 2 versehen, die mit Anodenanschlüssen A1 und A2 der Teildioden D1 bzw. D2 verbunden sind und über diese in Kontakt mit dem Anodenanschluß A der Diodeneinheit stehen. Die Dotierungskonzentration in entsprechenden Zonen der beiden Teildioden ist als gleich angenommen. Wie bei herkömmlichen Dioden wird die Dotierungskonzentration der P-Zonen vorzugsweise wesentlich kleiner eingestellt als die der N⁺-Zone, z. B. mit einer integralen Dotierungskonzentration von 5*10¹²/cm³ bis 1*10¹⁴/cm³, um ein weiches Recovery-Verhalten der Diodeneinheit zu erhalten. Um das Durchlaßverhalten bei hohen Strömen zu verbessern, können hochdotierte P⁺-Bereiche in die P-Zone eingebaut sein, wie z. B. in der DE-A-36 33 161 vorgeschlagen wurde.

Daß durch eine solche Diode wesentliche Verbesserungen erreicht werden können, beruht auf folgender Erkenntnis: Die Speicherladung Q_F, die in der Diode insgesamt in der Durchlaßphase gespeichert wird, kann gegenüber einer bekannten Diode gleicher Durchlaßspannung stark abgesenkt werden. Dies überträgt sich auf die durch den Rückstrom extrahierte Ladung Q_r, die abzüglich eines Rekombinationsanteils durch Q_F mitbestimmt ist.

Die verminderte Ladung Q_r läßt sich dabei gleich günstig auf die nach der Rückstromspitze während der Fallphase extrahierte Speicherladung Q_{FI} und die bis zur Rückstromspitze extrahierte Ladung Q_{rs} verteilen, so daß der sog. Softfaktor S = t_f/t_s = Q_{FI}/Q_{rs} (t_f = Fallzeit, t_s = Speicherzeit) der Diodeneinheit gleich dem einer optimierten Einzeldiode ist, die zum Vergleich dient. Bei gleichem Durchlaß-, Sperr- und Soft-Recovery-Verhalten weist die erfindungsgemäße Diodeneinheit damit einen wesentlich kleineren Rückstrom auf als die Referenz-Diode.

Dies soll nun zusammen mit der erforderlichen Dimensionierung genauer ausgeführt werden. Die Speicherladung Q_F einer Diode in der Durchlaßphase ist näherungsweise gegeben durch

$$Q_F = \frac{i_F W^2}{(\mu_n + \mu_p) U_{ohm}}$$

Hierbei bezeichnen μ_n und μ_p die Beweglichkeiten der Elektronen bzw. Löcher, i_F den Durchlaßstrom, U_{ohm} den ohmschen Spannungsabfall und W die Dicke des von Ladungsträgern überschwemmten Mittelgebietes (effektives Basisgebiet). Da dieses außer der Basiszone auch benachbarte Bereiche der Endgebiete umfaßt, soweit die Minoritätsträgerkonzentration dort bei diffundierten Endgebieten größer ist als die Dotierungskonzentration, ist die effektive Basisdicke W im allgemeinen größer als die eigentliche Basisdicke w. Die Beziehung 1) gilt bei der Diodeneinheit für jede der Teildioden, deren Durchlaßströme mit i_{F1} , i_{F2} und deren Speicherladungen mit Q_{F1}, Q_{F2} bezeichnet werden. Für die Speicherladung Q_F = Q_{F1} + Q_{F2} der Diodeneinheit mit dem Durchlaßstrom $i_F = i_{F1} + i_{F2}$ folgt somit aus Gl. 1):

$$Q_F = \left(\frac{i_{F1}}{i_F} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 + \frac{i_{F2}}{i_F} \right) Q_{F0}$$

wobei Q_{F0} = $i_F W_2^2 / ((\mu_n + \mu_p) U_{ohm})$. Die Basisdicke der Teilzone D2, die das Soft-Verhalten gewährleisten soll, wählt man gleich der Basisdicke einer Diode mit soft-recovery-Verhalten. Daher bedeutet Q_{F0} die Speicherladung dieser Vergleichsdiode, die sich von D2 nur dadurch unterscheidet, daß sie bei dem ohmschen Spannungsabfall U_{ohm}, den die Teildioden für die Teilströme aufweisen, den Gesamtstrom i_F führt. Wegen der gleichen Durchlaßspannung der Teildioden und der Referenzdiode darf auch der ohmsche Spannungsanteil U_{ohm} in guter Näherung gleich gesetzt werden.

Bei einer Diode mit Soft-Recovery-Verhalten muß man die Basisdicke w₂ zur Vermeidung eines harten Rückstromabfalls wenigstens gleich dem 1,4-fachen Mindestbasisdicke w_{min} für das geforderte Sperrvermögen wählen. Optimal ist oft ein Verhältnis von zwei. Macht man w_{min} durch Herabsetzung der Dotierungskonzentration des Basisgebietes so klein wie möglich (Nähe pin-Fall), so ist w₂/w_{min} sogar größer als 2 anzusetzen. Auch das Verhältnis der effektiven Basisdicken W₂/W₁ der Teildioden kann man daher ein Optimum mindestens gleich 2 wählen; in dem unten beschriebenen Ausführungsbeispiel für eine 1000 V-Diode (s. Fig. 5) ist W₂/W₁ gleich 2,9. Mit W₂/W₁ = 2 erhält man aus Gl. 2) für die Speicherladung Q_F der Diodeneinheit je nach der Stromaufteilung auf die beiden Teildioden einen Wert zwischen Q_{F0/4} und Q_{F0}. Für $i_{F1} = 0,8 i_F$, $i_{F2} = 0,2 i_F$ ergibt sich Q_F = 0,4 Q_{F0}.

Nun ist zu erläutern, wie der Strom und die Speicherladung auf die beiden Teildioden aufzuteilen sind, damit sich ein gutes Recovery-Verhalten ergibt. Zunächst wird der Kommutierungsvorgang der erfindungsgemäßen Diode allgemein erläutert. Hierzu wird auf die in Fig. 2 gezeigte Schaltung verwiesen. Aus einer Stromquelle C fließt ein Durchlaßstrom i_F . Durch Schließen des Schalters S wird dann eine rückwärts gerichtete Kommutie-

nungsspannung U_{R0} an die Diodeneinheit gelegt, die mit einer externen Streuinduktivität L_e in Serie liegt. Innerhalb der Diodeneinheit D kann vor der Teildiode D2 noch eine Streuinduktivität L_i liegen, wie später erläutert wird.

Die zeitlichen Verläufe der Ströme und der Spannung, die bei einer solchen Kommutierung auftreten, sind in Fig. 3 dargestellt. Hier wurde eine Diode mit 1100 V Sperrspannung und 50 A Nennstrom zugrundegelegt. Mit i ist der Gesamtstrom bezeichnet, i_1 und i_2 sind die Ströme durch die Teildioden; U ist die Spannung, die an der Diode, also auch an den Teildioden liegt. Es fließe zunächst ein Durchlaßstrom von 50 A, der zu 85% durch die Teildiode D1 mit der dünnen Basiszone und zu 15% durch die Teildiode D2 mit der dicken Basiszone fließt. Zur Zeit $t = 0$ wird der Schalter S geschlossen und durch die Spannung $U_{R0} = 500$ V wird der Strom mit der Steilheit $-di/dt = U_{R0}/L_e = 500$ A/ μ s in die Sperrichtung kommutiert. Die interne Induktivität L_i wurde hierbei weggelassen. Nach dem Stromnulldurchgang fließt solange ein hoher Rückstrom, wie sich Speicherladung in den Teildioden befindet. Infolge der dünnen Basiszone der Teildiode D1 ist die Speicherladung aus dieser Diode schon bei einer Rückwärtsspannung von etwa 200 V weitgehend entfernt. Der Rückstrom i_{R1} aus dieser Diode reißt daher bald ab und erreicht auch nur einen kleinen Spitzenwert. Die extrahierte Ladung $Q_{F1} = \int i_{R1} dt$ ist dabei wesentlich kleiner als die Speicherladung Q_{F1} in der Durchlaßphase, da die Minoritätsträgerlebensdauer in der Diode D1 sehr klein eingestellt werden muß, um bei der geringen Basisdicke nicht einen viel größeren Unterschied in den Strömen i_{F1} und i_{F2} zu bekommen.

In der Diode D2 ist dagegen wegen der größeren Basisdicke zum Zeitpunkt des Stromabbrisses der Diode D1 noch ein großer Teil ihrer anfänglichen Speicherladung Q_{F2} enthalten. Wie aus Fig. 3 zu ersehen, wird der Gesamt rückstrom der Diodeneinheit daher schnell von dieser Teildiode D2 übernommen, veranlaßt durch einen starken Spannungsanstieg. Da diese Diode nur einen relativ kleinen Durchlaßstrom führte, ist ihre Speicherladung trotz der größeren Basisdicke mit der Speicherladung Q_{F1} der Teildiode D1 vergleichbar (s. Gl. 2)). Das Rückstrommaximum der Diodeneinheit ist daher gegenüber dem Fall einer herkömmlichen soft-recovery-Diode stark reduziert. Dies ist der Fall, obgleich die Teildiode D2 vor dem Rückstrommaximum eine sehr hohe Stromsteilheit $|di_2/dt|$ aufweist. Von der Teildiode D2 aber übernimmt die Gesamtdiode D das weiche Recovery-Verhalten, wie Fig. 3 ebenfalls zeigt.

Zur Zeit der Rückstromspitze $i_R = i_{RM}$ liegt an den beiden Teildioden die Rückspannung $U_R = U_{R0}$, da die Spannung an der Induktivität L_e verschwindet. Das Rückstromintegral $Q_{rs} = \int i_R dt$ bis zu diesem Zeitpunkt besteht zum einen Teil aus dem vollen Rückstromintegral $Q_{F1} = \int i_{R1} dt = a Q_{F1}$ der Diode D1, wobei der Faktor $a < 1$ den Rekombinationsverlust berücksichtigt. Zum anderen Teil enthält Q_{rs} den aus der Teildiode D2 schon extrahierten Anteil $e Q_{F2}$, wobei der Faktor e der Ausdehnung der Raumladungszone bei der Spannung U_{R0} im Verhältnis zur gesamten effektiven Basisdicke W_2 entspricht. Somit ist

$$3) \quad Q_{rs} = a Q_{F1} + e Q_{F2}$$

Für das Rückstromintegral Q_{rf} über die Fallphase nach dem Rückstrommaximum steht dagegen die Restspeicherladung $(1 - e) Q_{F2}$ der Diode D2 zur Verfügung:

$$4) \quad Q_{rf} = (1 - e) Q_{F2}$$

Da ein weicher Rückstromabfall und eine kleine Rückstromspitze für das Recovery-Verhalten etwa gleich wichtig sind, darf man als Bedingung für optimales Erholungsverhalten $Q_{rf} = Q_{rs}$ setzen. Mit (3) und (4) ergibt sich daraus folgende Bedingung für die in der Durchlaßphase gespeicherten Ladungen der beiden Teildioden:

$$Q_{F2} = \frac{a}{(1 - 2e)} Q_{F1}$$

a und e haben für die Teildioden typischerweise Werte in dem Bereich 0.4 ± 0.15 bzw. 0.3 ± 0.15 . Damit erhält man aus (5), daß die Speicherladungen der beiden Teildioden im Durchlaß bevorzugt annähernd gleich eingestellt werden. Aber auch in dem ganzen Bereich $0.5 Q_{F1} \leq Q_{F2} \leq 2 Q_{F1}$ erhält man deutlich verbesserte Recovery-Eigenschaften der Diodeneinheit.

Um Q_F in den beiden Teildioden gleich einzustellen, müssen sich die Durchlaßströme i_{F1} und i_{F2} der beiden Teildioden zueinander nach Gl. 1) näherungsweise umgekehrt proportional zum Quadrat ihrer effektiven Basisdicken verhalten:

$$6) \quad i_{F2}/i_{F1} \approx (W_1/W_2)^2$$

Mit $W_1/W_2 = 1/2$ folgt daraus, daß die Teildiode D2 nur etwa 1/4 des Stroms der Diode D1 führen soll. Je nach dem Verhältnis W_1/W_2 und den Werten für a und e in Gl. 5) können aber auch andere Werte zweckmäßig sein. Meistens liegt der optimale Wert von i_{F2}/i_{F1} zwischen 1/4 und 1/8.

Diese Ströme können bei gegebener Dotierungsstruktur durch die Fläche und die Minoritätsträgerlebensdauer jeder der Teildioden eingestellt werden. Da somit zwei Parameter für die Einstellung einer Größe, nämlich des Stromes, vorhanden sind, bleibt zunächst ein Freiheitsgrad zur freien Verfügung. Jedoch gehen die Fläche und die Lebensdauer nicht nur in den Strom und damit die Speicherladung der Diode ein. Sie gehen auch in die Größen a und e ein, die nach den Gleichungen 3), 4) die bis zur Rückstromspitze extrahierte Speicherladung Q_{rs} und die Nachlaufung Q_{rf} mitbestimmen. Den Faktor e , d. h. den bis zur Rückstromspitze ausgeräumten Anteil der Speicherladung der Diode D2 kann man klein machen, indem man die Fläche A_2 dieser Diode klein wählt,

was zur Konstanthaltung von Strom und Durchlaßspannung mit einer Heraufsetzung der Lebensdauer gekoppelt sein muß. Durch die kleine Fläche ergibt sich in der Diode D2 während der Rückstromphase eine hohe Stromdichte, die eine entsprechend hohe Raumladung durch die Löcher und Elektronen verursacht. Dies ist auch an dem in Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiel zu erkennen. Bis zur Rückstromspitze mit der Spannung $U_R = U_{R0}$ ist die Teildiode D2 daher erst bis zu einer geringeren Weite ausgeräumt als bei größerer Fläche und geringerer Rückstromdichte. Das führt zu einer Verkleinerung der Rückstromspitze. Da die Speicherladung aus D2 außerdem nach Gl. 4) in größerem Maße für die Fallphase nach der Rückstromspitze zur Verfügung steht, wird zusätzlich das Recovery-Verhalten durch die Verkleinerung von A_2 weicher.

Allerdings ist diese Verbesserungsmöglichkeit nur in begrenztem Maße anwendbar, weil die erhöhte Raumladung in der Umgebung der Rückstrom- und Rückspannungsspitze eine erhöhte Feldstärke zur Folge hat. Die dadurch verursachte Stoßionisation und Lawinenbildung darf während der Kommutierung nicht zum Durchbruch führen und auch den Rückstrom nicht so erhöhen, daß der positive Effekt überkompensiert wird. Es hat sich gezeigt, daß man die Fläche A_2 in der Regel so klein machen darf, daß die Durchlaßstromdichte i_{F2}/A_2 maximal etwa 300 A/cm^2 beträgt. Die Stromdichte in der Umgebung des Rückstrommaximums der Teildiode D2 aber liegt bei schnellen Kommutierungen um ein Mehrfaches darüber (s. Fig. 3).

Bei der Teildiode D1 dagegen wirkt sich eine große Fläche günstig auf das Rückwärtserholungsverhalten der Gesamtdiode aus. Da Strom und Spannung im Durchlaß vorgegeben sind, ist bei einer Vergrößerung der Fläche A_1 die Minoritätsträgerlebensdauer in D1 herabzusetzen. Infolge erhöhter Rekombination verringert sich dadurch die extrahierte Ladung $Q_{F1} = a Q_{F1}$. Somit wird die in der Speicherphase extrahierte Ladung $Q_{FS} = a Q_{F1} + e Q_{F2}$ und damit das Rückstrommaximum mit steigender Fläche A_1 und abnehmbarer Fläche A_2 kleiner. Eine obere Grenze für A_1 ergibt sich nicht nur durch die Kosten, sondern auch dadurch, daß eine Absenkung der Lebensdauer unter einen bestimmten Wert auch Nachteile mit sich bringt. Diese bestehen in einem erhöhten stationären Sperrstrom bei hoher Temperatur und darin, daß die hohe Zahl an Rekombinationszentren die Raumladung zu stark erhöhen und damit das Sperrvermögen reduzieren kann.

Oft ist es zweckmäßig, die Fläche A_1 der Teildiode mit dem hohen Durchlaßstrom so groß und die Fläche A_2 der Teildiode mit dem kleinen Durchlaßstrom so klein zu wählen, daß die Durchlaßstromdichten in beiden Dioden annähernd gleich sind. Wegen der Beziehung 1) bedeutet dies, daß die Flächen der beiden Teildioden bevorzugt entsprechend

$$7) \quad A_2/A_1 \approx i_{F2}/i_{F1} \approx (W_1/W_2)^2$$

gewählt werden. Praktisch wird die Fläche der Diode D2 meistens in den Bereich 1/3 bis 1/15 von F_1 gelegt.

Um die Ströme und Flächen der beiden Teildioden in der angegebenen Weise einzustellen, also um die Durchlaßstromdichte in der Teildiode D2 so groß zu machen wie in der Teildiode D1, ist die Minoritätsträgerlebensdauer in der Diode D2 in typischen Fällen etwa eine Größenordnung höher zu wählen als in der Diode D1. Der Rekombinationsverlust an Speicherladung kann daher bei der Diode D2 im allgemeinen vernachlässigt werden ($a = 1$), wie oben geschehen.

Die erhaltenen Verbesserungen im Recovery-Verhalten werden in Fig. 4 verdeutlicht, wo Strom- und Spannungsverlauf beim Kommutieren der erfindungsgemäßen Diode (dick ausgezogen) denen einer bekannten Diode (dünn ausgezogen) gegenübergestellt werden. Der maximale Rückstrom ist auf fast die Hälfte desjenigen der bekannten Diode reduziert. Die maximale Spannung, die sich aus der Kreisspannung U_{R0} und der an der Induktivität L_e im Punkt größter Stromsteilheit induzierten Spannung zusammensetzt, ist nahezu gleich geblieben.

Wie schon angedeutet, ist es zweckmäßig, die Dotierungskonzentration N_{D1} der dünneren Basis kleiner zu wählen als die Basisdotierung N_{D2} der Diode D2. N_{D1} soll deutlich kleiner als der bei dem jeweiligen Sperrvermögen maximal zulässige Wert N_{Dmax} sein, während die Dotierungskonzentration der dickeren Basis diesem Wert nahekommen soll. In der Teildiode D1 hat die örtliche Verteilung des elektrischen Feldes bei Spannungen in der Nähe des Sperrvermögens dann die Form eines Trapezes, das sich dem Rechteck annähert. Dadurch wird die für das Sperrvermögen erforderliche Mindestdicke so klein wie möglich. Die höhere Basisdotierung der Teildiode D2 dagegen verhindert ein unnötig weites Vordringen der Raumladungszone in der Diode D2. Dadurch wird die Restladung, die zu den Zeitpunkten des Rückstrommaximums und der maximalen Rückwärtsspannung in der Basis von D2 noch vorhanden ist, möglichst groß gemacht, ohne w_2 zu vergrößern. Gegenüber dem Fall gleicher Basisdotierung der beiden Teildioden wird auf diese Weise noch eine beachtliche Reduzierung des maximalen Rückstroms i_{RM} der Gesamtdiode bei gleichem Softfaktor erzielt. Aus Gründen, die mit der Oberflächenpassivierung zusammenhängen, darf man sich dem Fall $N_{D1} = 0$ und $N_{D2} = N_{Dmax}$ nicht beliebig nähern. Praktisch bevorzugte Werte sind $N_{D1} = 0,2 - 0,5 N_{Dmax}$ und $N_{D2} = 0,6 - 0,9 N_{Dmax}$.

Die P-Zonen der beiden Teildioden waren, wie im Zusammenhang mit Fig. 1 erläutert, als gleich und relativ schwach dotiert angenommen worden. Das Recovery-Verhalten läßt sich demgegenüber noch verbessern, indem man nur die P-Zone der Diode D2 schwach dotiert, die p-leitende Zone der Diode D1 dagegen hoch dotiert. Die Oberflächenkonzentration dieser Zone beträgt z. B. $2 \cdot 10^{19}/\text{cm}^3$, die integrale Dotierung $1 \cdot 10^{16}/\text{cm}^2$. Die p-leitende Zone der Teildiode D2 hat dagegen eine Dotierungskonzentration an der Oberfläche von z. B. $2 \cdot 10^{16}/\text{cm}^3$; die integrale Dotierungskonzentration liegt vorzugsweise in dem Bereich $5 \cdot 10^{12}/\text{cm}^2$ bis $10^{14}/\text{cm}^2$. Infolge der hohen Dotierung der p-leitenden Zone der Teildiode D1 ist die Minoritätsträgerlebensdauer in der Diode D1 noch kleiner zu wählen als im Fall der Fig. 1, damit die Durchlaßspannung bei den gewählten Strömen i_{F1} , i_{F2} genau so groß wird wie bei der Diode mit der dickeren Basis und der schwachen Dotierung der P-Zone. Durch die sehr kleine Lebensdauer in der Diode D1 wird ein noch größerer Teil der Speicherladung Q_{F1} dem Rückstrom durch Rekombination entzogen. Mit Verkleinerung des Faktors a wird die bis zur Rückstromspitze extrahierte Ladung $Q_{FS} = a Q_{F1} + e Q_{F2}$ und somit auch das Rückstrommaximum i_{RM} reduziert. Wenn eine

Herabsetzung der Lebensdauer wegen der erwähnten Nachteile nicht zweckmäßig ist, kann die Fläche A_1 gegenüber dem Fall kleiner p-Dotierung der Diode D1 verkleinert werden.

Ein Vorteil der in Verbindung mit Fig. 1 erläuterten gleichen Dotierung der p-dotierten Anodenzone besteht jedoch darin, daß die Durchlaßcharakteristik der Diode D1 wegen der geringen p-Dotierung weniger von der Lebensdauer und damit weniger von der Temperatur abhängt. Somit ist auch die Aufteilung des Gesamtdurchlaßstroms auf die beiden Teildioden weniger temperaturabhängig, so daß das Recovery-Verhalten der Diodeneinheit sich bei geeigneter Einstellung für einen größeren Temperaturbereich nahe dem Optimum befindet.

Ein Diagramm mit Dotierungs- und Ladungsträgerkonzentrationen ist für den Fall einer Diode mit einer höheren Dotierung der Anodenzone von D2 gegenüber der Anodenzone von D1 in Fig. 5 dargestellt. Für die beiden Teildioden sind die Dotierungskonzentrationen sowie die Ladungsträgerkonzentrationen in der Durchlaßphase und zur Zeit des Rückstrommaximums dargestellt. Die Dotierungsstruktur ist auf ein betriebsmäßig nutzbares Sperrvermögen von 1000 V ausgelegt. Die Basisdotierung ist bei der Diode D1 mit $N_D = 5 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$ deutlich geringer als bei der Diode D2 mit $1.5 \cdot 10^{14}/\text{cm}^3$. Die Basisdicken stehen im Verhältnis 1 zu 2.2. Die Diode D1 hat eine hohe P-Zonendotierung, die Diode D2 eine um drei Zehnerpotenzen geringere. Der N^+ -Dotierungsverlauf der Diode D1 ist der einer Epi-Diode mit der N^+ -Zone als Substrat. Bei der Diode mit der dickeren Basis hat die N^+ -Zone ein Diffusionsprofil. Die Ladungsträgerverteilung in der Durchlaßphase wurde für einen Gesamtdurchlaßstrom von 50 A berechnet, der zu 85% von der Teildiode D1 und zu 15% von D2 geführt wird. Die Fläche von D1 beträgt 30 mm^2 , die von D2 4 mm^2 . Die Durchlaßspannung wurde auf 2.0 V bei Zimmertemperatur eingestellt. Die dazu erforderliche Lebensdauer in der Basiszone bei hoher Injektion beträgt bei der Diode D1 40 ns, bei der Diode D2 850 ns. Das im Durchlaß überschwemmte effektive Basisgebiet der Diode D2 hat eine Dicke W_2 , die um den Faktor 2.9 größer ist als diejenige der Diode D1. Wie man weiter sieht, ist die Speicherladung der Diode D2 zur Zeit des Rückstrommaximums erst zu etwa 1/5 ausgeräumt ($e \approx 0.2$). Die in Fig. 5 dargestellten Größen wurden auch für das in Fig. 3 gezeigte Recovery-Verhalten (für 125°C) zugrunde gelegt.

Alternativ zu den bisherigen Ausführungsformen kann die Innenzone der Teildiode D1 schwach p-leitend (Fig. 6) ausgebildet sein, so daß dann eine $PP-N^+$ -Struktur vorliegt. Dies hat zur Folge, daß der pn-Übergang der Diode D1, der nun zwischen Innenzone 15 und dem N^+ -Gebiet 6 liegt, erst später von Ladungsträgern freigeräumt wird und später Spannung aufnimmt als bei der PNN^+ -Struktur. Die Diode D1 hat daher ein besonders hartes Recovery-Verhalten; jedoch hat dies im Verbund mit der Soft-Recovery-Diode D2 keinen Nachteil. Bei Dioden, deren Anodenanschluß auf gleichem Potential mit dem Gehäuse liegt, kann eine solche Struktur aber Vorteile in der Aufbautechnik haben. Das Diodenchip D2 mit der kleineren Fläche kann dann mit der katodenseitigen Kontaktmetallschicht auf die Katodenmetallschicht des Diodenchips D2 aufgebracht werden, wie Fig. 6 zeigt. Ein solcher Aufbau erfordert keinen zusätzlichen Platz.

Gemäß einer Weiterbildung der Erfindung kann zwischen den Anodenelektroden 1, 2 der Teildioden eine Streuinduktivität L_i eingeschaltet werden. Die Teildiode D1 ist direkt mit dem Anodenkontakt A der Diode verbunden. Da im Rückstrommaximum der Gesamtdiode der Rückstrom i_{R2} der Teildiode D2 noch ansteigt (siehe Fig. 3), liegt zu diesem Zeitpunkt an der Diode D2 nun noch nicht die volle Kreisspannung U_{R0} an, sondern eine um $L_i di_{R2}/dt$ verringerte Spannung. Infolgedessen ist die Speicherladung Q_{F2} noch nicht so weit ausgeräumt, wie es der Spannung U_{R0} entspricht (Verkleinerung von e in Gl. 3)), so daß der Rückstrom i_{RM} reduziert wird. Die Streuinduktivität kann praktisch dadurch realisiert werden, daß die Anodenelektrode 2 der Teildiode D2 nur über einen Bonddraht zur Anodenelektrode 1 der Teildiode D1 mit dem Anodenkontakt A der Gesamtdiode verbunden ist. Der Bonddraht zur Teildiode D1 und eine dadurch verursachte Streuinduktivität, die beiden Teildioden vorgeschaltet ist, wird hierbei nicht der Diodeneinheit D, sondern der äußeren Schaltung zugerechnet. Schon ein Bonddraht von 1 cm Länge und $200 \mu\text{m}$ Dicke, dessen Streuinduktivität L_i 9.1 nH beträgt, führt zu einer merklichen Verbesserung des Recovery-Verhaltens der Diodeneinheit.

In den Fig. 3 und 4 sind Kommutierungsvorgänge dargestellt, bei denen die Rückspannung U_R nicht bis in den Durchbruchbereich der dünneren Teildiode ansteigt. Anders als bei den bekannten Dioden führt ein solches Ansteigen der Spannung bis in den Durchbruch bei der erfindungsgemäßen Diodeneinheit nicht zur Zerstörung oder elektromagnetischer Interferenz durch hochfrequente Schwingungen.

In Fig. 7 sind Strom- und Spannungsverlauf der beiden Teildioden und der Diodeneinheit für eine Kommutierung dargestellt, bei der die Spannung die Durchbruchspannung U_{B1} der Teildiode D1 erreicht. Wie zu erkennen, knickt die Spannung bei $U_{B1} = 1100 \text{ V}$ in ein flaches Plateau um. Der Rückstrom i_{R1} aus der Diode D1, der schon auf Null abgefallen war, steigt zu diesem Zeitpunkt durch Avalanche-Generation wieder an. Dadurch wird die Abnahme des Gesamtrückstroms $i_R = i_{R1} + i_{R2}$ auf den Wert begrenzt, den die verfügbare Spannungsdifferenz an der Induktivität L_e zuläßt: $L_e di_R/dt = U_{B1} - U_{R0}$. Insgesamt ist ein sehr zufriedenstellendes Recovery-Verhalten zu beobachten. Die Durchbruchspannung der Diode D1 kann nun durch die geringe Dicke und Dotierung der Basiszone kleiner gemacht werden als die Spannung, die zu einem Durchbruch an der Oberfläche führt. Ohne das Soft-Recovery-Verhalten der Diodeneinheit aufzugeben, wird also die Spannung durch die Diodeneinheit selbst so begrenzt, daß keine Zerstörung auftritt.

Wie Fig. 7 zeigt, treten auch keine hochfrequente Schwingungen auf. Sie entstehen bei herkömmlichen Dioden wenn ein Stromabriß die Spannung in den Durchbruch treibt, wodurch Avalanche-Strom generiert wird und die Spannung wegen des nun verkleinerten

$$\frac{di}{dt}$$

zurückschwingt, was dann wegen fehlender Avalanche-Generation wieder zu Stromabriß führt usw.. Bei der

Diodeneinheit nach der Erfindung treten diese Schwingungen trotz der Avalanche-Generation in der Teildiode D1 nicht auf, weil die Diode mit der dicken Basis bei der begrenzten Spannung noch genügend Restladung bereit hält, um es nicht zu Stromabrissen kommen zu lassen.

Eine Ausführungsform der erfindungsgemäßen Diode, bei der die beiden Teildioden auf einem Halbleiterchip integriert sind, zeigt Fig. 8. Die unterschiedliche Basisdicke in den Bereichen D1 und D2 wird bei der dargestellten Ausführungsform dadurch erreicht, daß die N^+ -Zone verschieden tief eindiffundiert ist, während die Dicke des Halbleiterkörpers in beiden Bereichen gleich ist. Die Anodenelektroden 1, 2 wie auch die anliegenden Halbleiterzonen können zwischen den Teildioden D1 und D2 durch Gräben 11 unterbrochen sein, so daß beide Bereiche getrennt mit Anodenanschlüssen versehen werden können. Ebenso ist es möglich, auch die Katodenelektroden zu trennen. Die Fläche der Teildiode D2 beträgt z. B. 4 mm^2 , die Fläche der Teildiode D1 25 mm^2 .

Die Herstellung einer Struktur gemäß Fig. 8 ist in Fig. 9 schematisch angegeben. Ein schwach n-leitender Halbleiterkörper 12 (Fig. 9a) wird an seiner katodenseitigen Hauptfläche 16 z. B. durch Ätzen in der Dicke strukturiert (b), so daß unterschiedlich dicke Bereiche für die Teildioden D1, D2 entstehen. Anschließend wird von der Hauptfläche 16 her eine n^+ -dotierte Schicht 17 eindiffundiert (c). Dann wird der Halbleiterkörper katodenseitig z. B. durch Schleifen geebnet. Anschließend werden die anodenseitigen Zonen 7, 10 eindiffundiert (d). Die unterschiedliche Minoritätsträgerlebensdauer für D1 bzw. D2 kann nach bekannten Verfahren z. B. durch Abschirmung beim Elektronenbestrahlen oder durch lateral maskiertes Ausheilen der Bestrahlungsschäden erfolgen.

Eine andere Ausführungsform der Erfindung ist in Fig. 10 dargestellt. Die in einem Halbleiterchip angeordneten Bereiche kleiner und großer Basisdicke w_1 und w_2 haben hier eine geringe laterale Ausdehnung. Die Diodeneinheit besteht aus einer Vielzahl von gleichen Unterheiten mit jeweils einem Bereich kleiner und großer Basisdicke. Die Unterbereiche sind vorzugsweise streifenförmig. Die Minoritätsträgerlebensdauer und Dotierungskonzentration der Basiszone sind in den Bereichen kleiner und großer Basisdicke gleich. Die Breite b_2 der Streifen mit großer Basisdicke w_2 wird so gewählt, daß der Strom aus den vertikal verlaufenden Teilen des NN^+ -Übergangs einen wesentlichen Teil des Gesamtstroms in den Bereichen mit großer Basisdicke ausmacht. Dazu wird die laterale Breite b_2 dieser Streifen maximal gleich dem doppelten Betrag der zusätzlichen Basisdicke gewählt: $b_2 \geq 2(w_2 - w_1)$. Die Breite b_1 der Streifen mit geringer Basisdicke ist von etwa gleicher Größe wie b_2 . Beispielsweise ist $w_1 = 60 \mu\text{m}$, $w_2 = 120 \mu\text{m}$ und $b_1 = b_2 = 100 \mu\text{m}$. Trotz der gleichen Lebensdauer kann auf diese Weise die Ladung, die in den Bereichen großer Basisdicke zur Zeit der Rückstromspitze noch gespeichert ist, auf eine Größe gebracht werden, die mit der bis dahin schon extrahierten Ladung Q_{rs} vergleichbar ist. Da andererseits der maximale Rückstrom ähnlich wie oben beschrieben durch die Bereiche kleiner Basisdicke reduziert wird, ergeben sich auf diese Weise bessere Rückwärtserholungseigenschaften als bei den bekannten Dioden.

Die Erfindung ist außer in den beschriebenen Ausführungsbeispielen auch dort anwendbar, wo eine der Dioden bereits in ein Bauelement integriert ist. Dies ist z. B. bei Leistungs-MOSFET der Fall, bei denen eine bezogen auf die in Durchlaßrichtung gepolte Drain-Sourcestrecke in Sperrichtung gepolte Inversdiode vorhanden ist. Solche Dioden werden gelegentlich mit Rekombinationszentren dotiert und können ein hartes Rückwärtserholungsverhalten aufweisen. Wird der Inversdiode eine Diode mit dickerer Innenzone und einer Fläche parallel geschaltet, daß sich die o.a. Stromaufteilung einstellt, so ergibt sich ein Soft-Recovery-Verhalten bei geringerer Rückstromspitze. Es ist außerdem möglich, die Erfindung z. B. bei rückwärts leitenden Thyristoren einzusetzen, deren integrierte Diode i.a. ein Soft-Recovery-Verhalten hat, aber eine hohe Rückstromspitze. Dieser Diode kann nun eine externe Diode mit dünnerer Innenzone parallel geschaltet werden, die im Verhältnis zur integrierten Diode nach den oben genannten Gesichtspunkten bemessen wird und ein hartes Rückwärtserholungsverhalten mit geringer Rückstromspitze hat.

Patentansprüche

1. Leistungsdiode mit mindestens einem Halbleiterkörper, der eine Innenzone vom ersten Leitfähigkeitstyp und gegebener Dotierungshöhe hat, eine Katodenzone vom ersten Leitfähigkeitstyp und höherer Dotierung als die Innenzone, eine Anodenzone vom entgegengesetzten, zweiten Leitfähigkeitstyp und höherer Dotierung als die Innenzone und bei dem die Innenzone mindestens zwei Bereiche hat, von denen der erste eine erste vorgegebene Dicke und der zweite eine zweite, größere Dicke aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß die Dicke (w_1) des ersten Bereichs nach der geforderten Sperrspannung dimensioniert ist, daß der zweite Bereich mindestens um den Faktor 1,4 dicker ist (w_2), und daß die Fläche und/oder die Minoritätsträgerlebensdauer der die ersten und zweiten Bereiche enthaltenden ersten bzw. zweiten Teildiode (D1, D2) so bemessen ist, daß der durch die erste Teildiode (D1) fließende Strom in der Durchlaßphase mindestens um den Faktor zwei größer ist als der durch die zweite Teildiode (D2) fließende Strom.
2. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Dotierungskonzentrationen der Innenzonen (5, 8) der beiden Teildioden (D1, D2) einander gleich sind.
3. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Dotierungskonzentration der Innenzone (8) der zweiten Teildiode (D2) größer ist als die Dotierungskonzentration der Innenzone (5) der ersten Teildiode (D1).
4. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Teildioden (D1, D2) derart dimensioniert sind, daß die zweite Teildiode (D2) in Durchlaßrichtung eine Speicherladung hat, die dem 0,5 bis 2fachen der Speicherladung in Durchlaßrichtung der ersten Teildiode (D1) entspricht.
5. Leistungsdiode nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Speicherladungen in Durchlaßrichtung beider Teildioden (D1, D2) gleich sind.
6. Leistungsdiode nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Teildioden (D1, D2) derart dimensioniert sind,

niert sind, daß sich ihre Durchlaßströme etwa umgekehrt proportional zum Quadrat ihrer effektiven Basisdicken verhalten.

7. Leistungsdiode nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Flächen der Teildioden (D1, D2) so aufeinander abgestimmt sind, daß ihre Durchlaßstromdichten wenigstens annähernd gleich sind.

8. Leistungsdiode nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Fläche der ersten Teildiode (D1) 3 bis 15mal größer ist als die Fläche der zweiten Teildiode (D2).

9. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Bereich etwa doppelt so dick ist wie der erste.

10. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Teildioden (D1, D2) derart dimensioniert sind, daß der durch die zweite Teildiode (D2) fließende Durchlaßstrom um 1/4 bis 1/8 des Durchlaßstroms der ersten Teildiode (D1) beträgt.

11. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Anodenzone (10) der zweiten Teildiode (D2) schwächer dotiert ist als die Anodenzone (7) der ersten Teildiode (D1).

12. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Teildioden (D1, D2) in einen Halbleiterkörper integriert sind.

13. Leistungsdiode nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Teildioden (D1, D2) separate Halbleiterkörper haben und daß ihre Katodenelektroden (3, 4) und ihre Anodenelektroden (1, 2) elektrisch miteinander verbunden sind.

14. Leistungsdiode nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen die Anodenelektroden (1, 2) der Teildioden (D1, D2) eine Induktivität (Li) geschaltet ist.

Hierzu 7 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

FIG 1

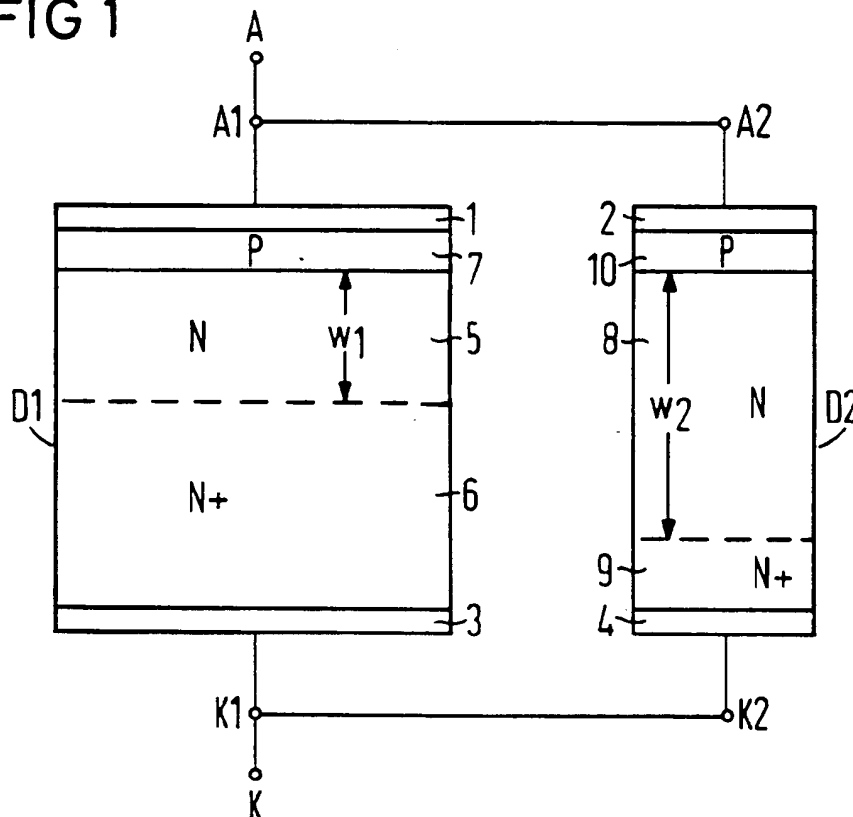


FIG 2

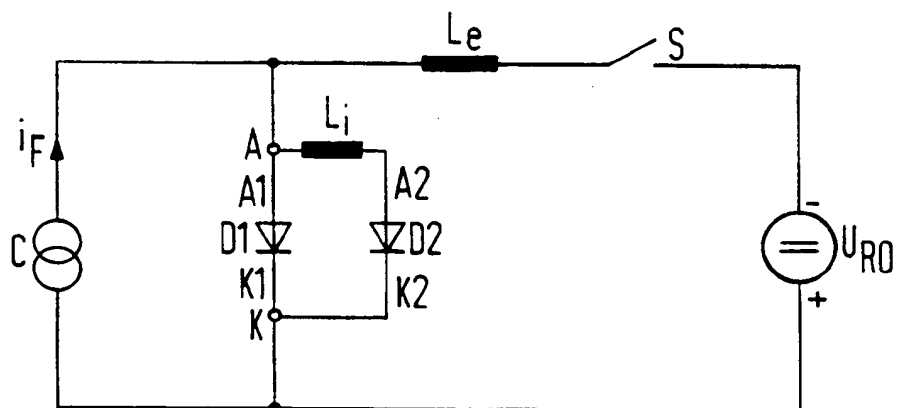


FIG 3

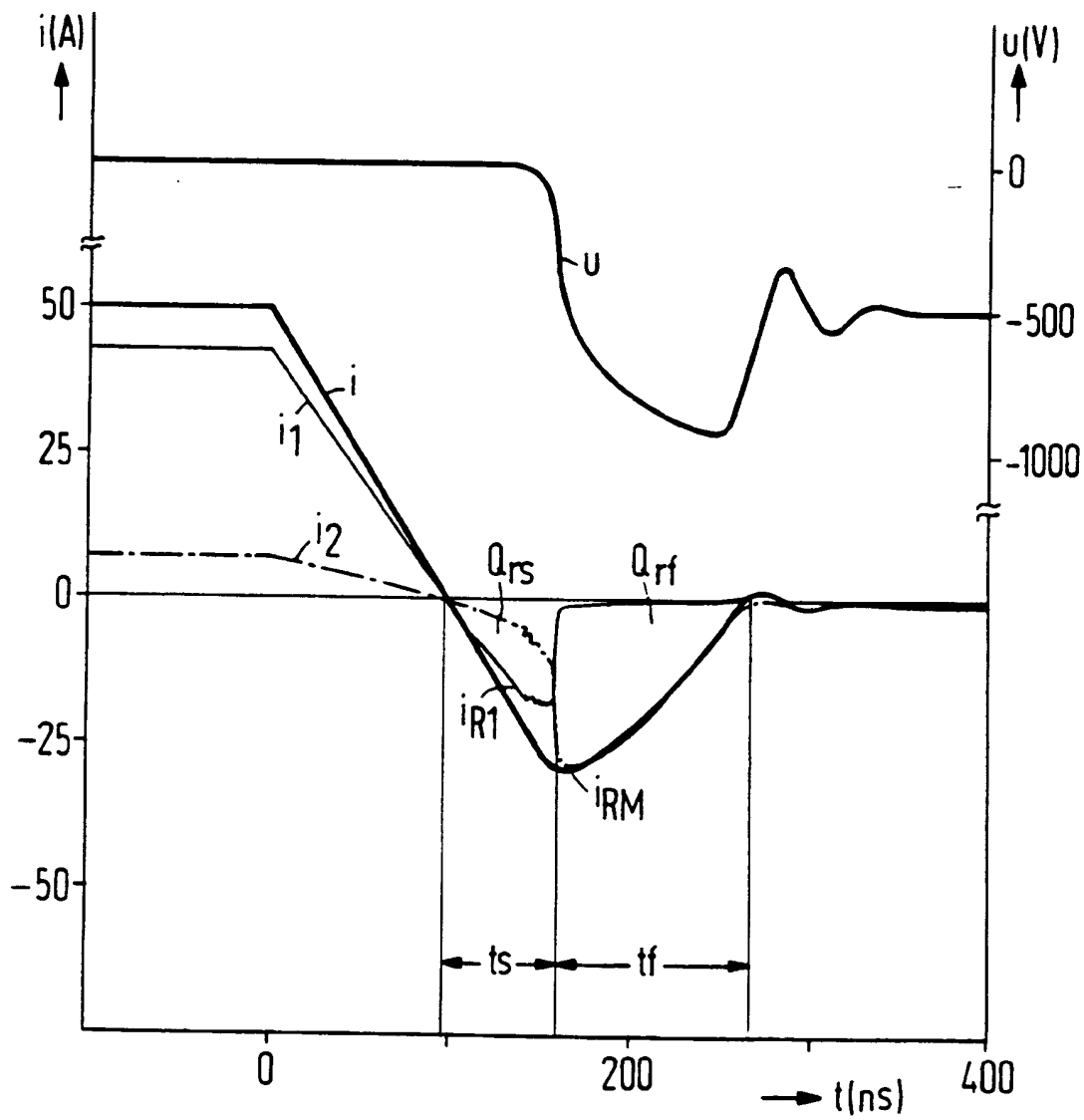


FIG 4

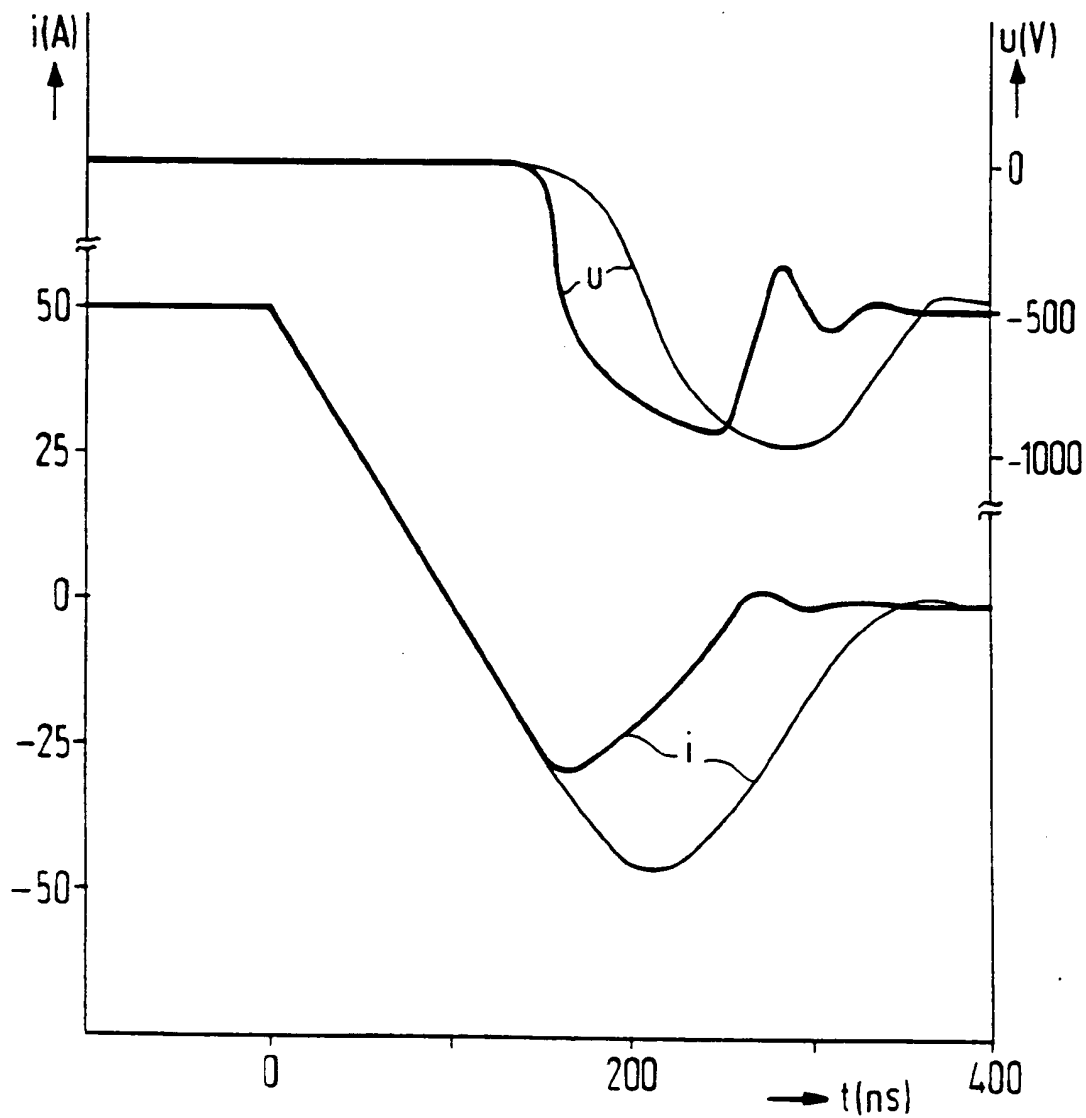


FIG 5

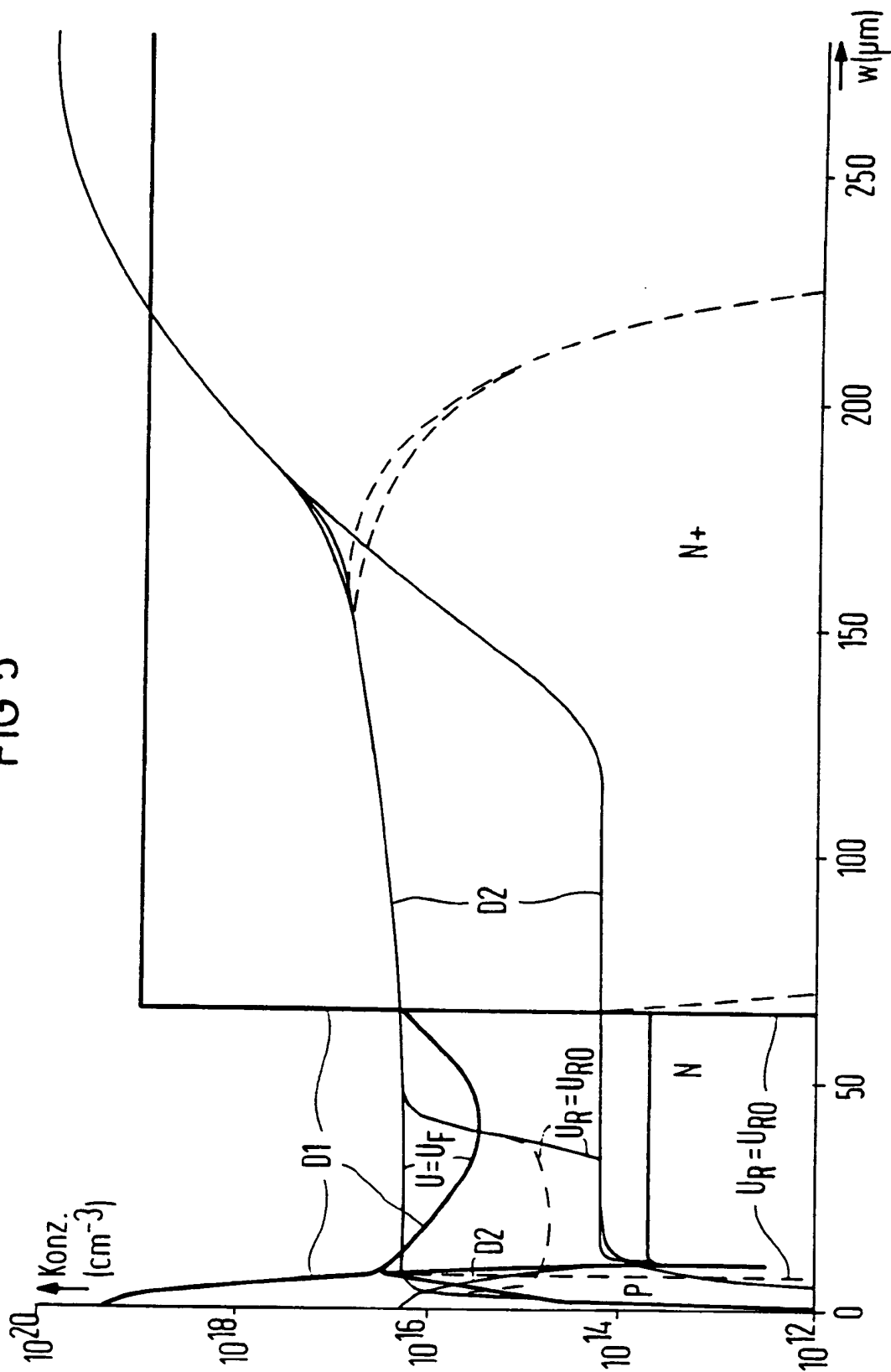


FIG 6

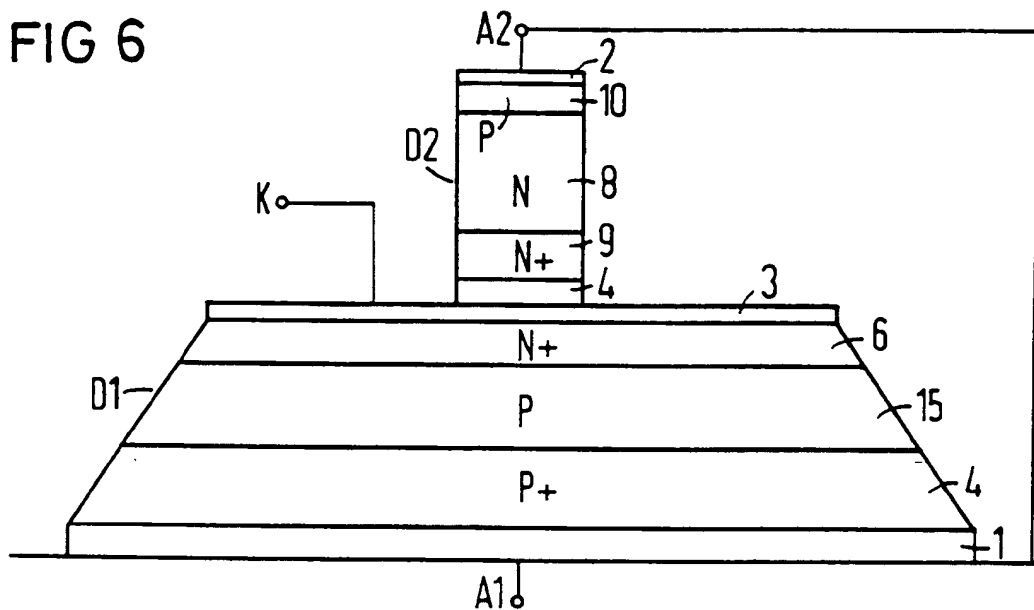


FIG 8

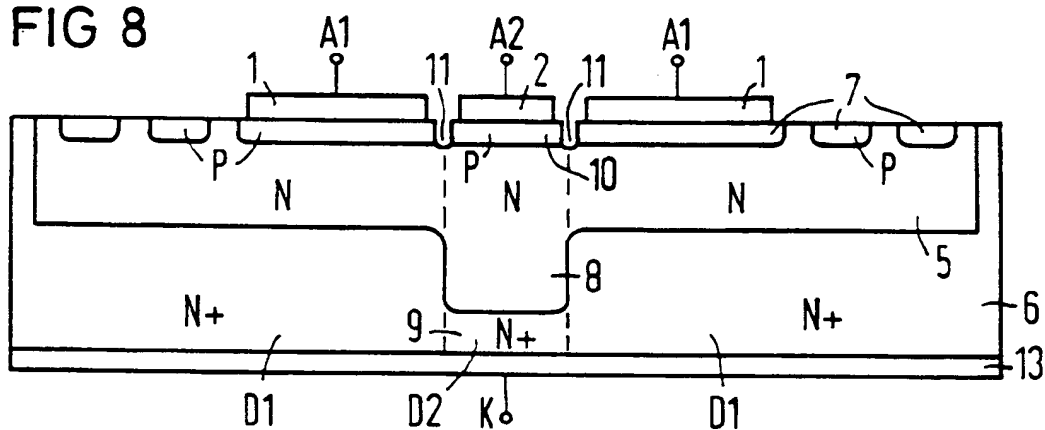


FIG 10

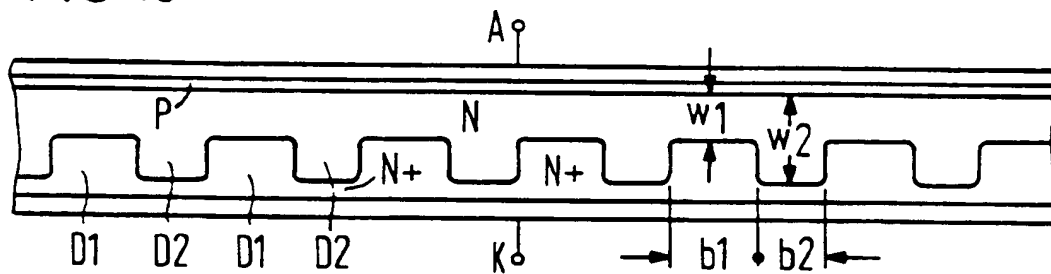


FIG 7

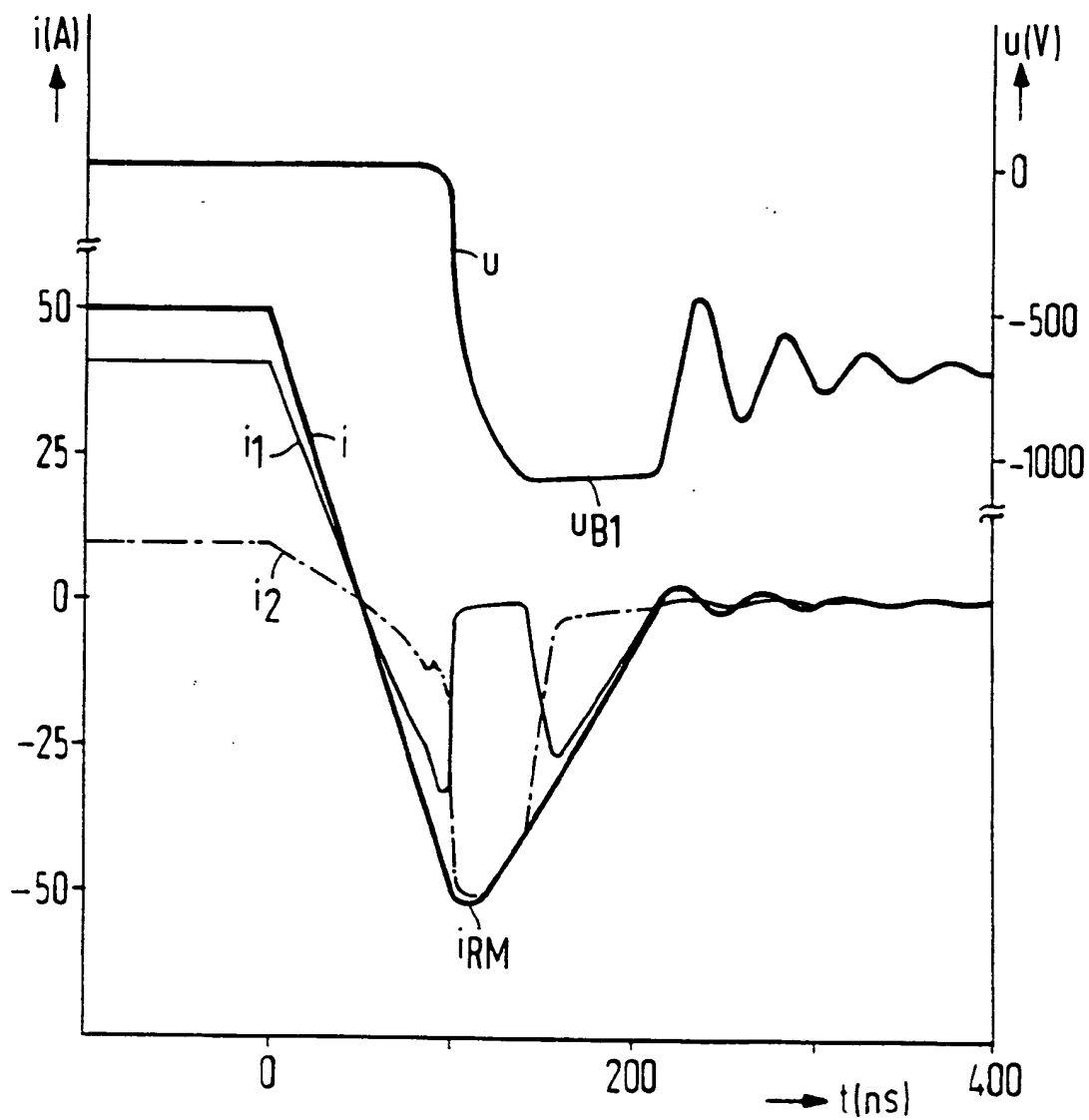


FIG 9

